

渐变复合腔回旋管高次谐波注-波 相互作用非线性模拟

喻 胜 李宏福 谢仲怜 罗 勇

(电子科技大学高能电子研究所, 成都 610054)

(2000 年 5 月 23 日收到, 2000 年 6 月 30 日收到修改稿)

利用含电流的传输线方程, 在考虑多模与电子注相互作用及多模耦合的情况下, 对三次谐波渐变复合腔回旋管进行了非线性模拟, 计算了 H_{51} - H_{52} 模式下三次谐波注波相互作用, 分析了多模对注-波相互作用的影响.

关键词: 回旋管, 渐变复合腔, 多模注-波相互作用, 模式耦合, 高次谐波

PACC: 7210, 4170, 1120

1 引 言

新型大功率毫米波、亚毫米波器件回旋管在国际上一直得到高度重视与蓬勃发展, 采用高次谐波降低回旋管的工作磁场, 是回旋管的一个重要发展方向. 高次谐波回旋管效率难以提高且模式竞争问题严重, 复合腔结构是解决此问题的一种方案. 文献 [1] 报道了三次谐波渐变结构复合腔回旋管的实验结果, 在较高电压下, 在 54 GHz 得到了 10% 的电子效率. 文献 [2] 报道了 8mm 波段渐变结构复合腔的实验结果, 在较低电压下得到了 12% 的电子效率. 文献 [3] 报道了渐变复合腔三次谐波回旋管在考虑主模相互作用下的理论模拟结果. 文献 [4] 报道了突变复合腔三次谐波回旋管注-波相互作用的理论及数值模拟结果. 目前已有的工作对渐变复合腔中多模与电子注相互作用问题研究得较少. 本文利用含电流的传输线方程, 在考虑多模与电子注相互作用及多模耦合情况下, 对三次谐波渐变复合腔回旋管进行了非线性模拟, 计算了 H_{51} - H_{52} 模式下三次谐波相互作用, 分析了多模对注-波相互作用的影响, 更精确地模拟了渐变复合腔回旋管的注波相互作用, 为三次谐波复合腔回旋管的研制提供了可靠的理论参数.

2 多模注-波相互作用自治非线性方程

本文所研究的注-波相互作用腔如图 1 所示, 是渐变结构复合腔, 第 I 与第 II 小腔之间通过腔半径渐

变来连接以构成复合谐振腔. 这种腔有利于克服模式竞争与提高相互作用效率, 合适地设计腔体结构尺寸当 $m \neq 0$ 时, 可使腔在工作频带内有单一的 $H_{mn1} - H_{mn'1}$ 工作模式对. 在第 I 腔中, 电子注与 H_{mn1} 的驻波场作用, 使电子注产生预群聚, 并在第 II 腔中优先激励起 $H_{mn'1}$ 模并为之相互作用, 产生高频振荡. 现研究复合腔直径渐变情况下驻波场与电子注的相互作用. 腔中的场可分解为横向场 E_t, H_t 与纵向场 E_z, H_z 两个部分, 横向场可表示为

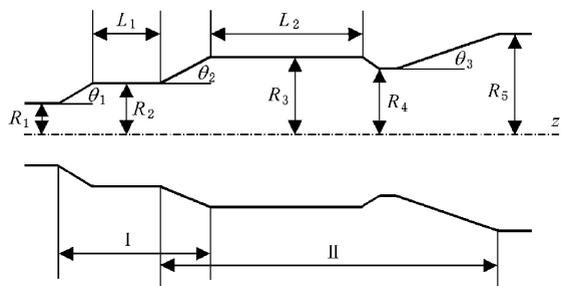


图 1 渐变结构复合腔

$$E_t = \sum_{i=1}^2 \sum_{mn} V_{mn}^{(i)}(z) e_{mn}^{(i)}(r, \varphi),$$
$$H_t = \sum_{i=1}^2 \sum_{mn} I_{mn}^{(i)}(z) h_{mn}^{(i)}(r, \varphi), \quad (1)$$

其中 $V_{mn}^{(i)}$ 表驻波电场幅值沿 z 的分布; $I_{mn}^{(i)}$ 表驻波磁场幅值沿 z 的分布, 求和号 \sum 包括腔中一切可能存在的模式; $e_{mn}^{(i)}, h_{mn}^{(i)}$ 为对应均匀波导 mn 模的电场与磁场正交归一化矢量波函数, 上标 $i=1$ 与 2 分

别表示电波与磁波模 [详见文献 4] .

由含电流的传输线方程^[5] (忽略 $\nabla_{\perp} J_z(r)$ 的影

响)可得到关于 $V_{mn}^{(i)}(z)$ 的二阶微分方程

$$\begin{aligned} \frac{d^2 V_{mn}^{(i)}}{dz^2} = & (\gamma_{mn}^{(i)})^2 V_{mn}^{(i)} + Z_{mn}^{(i)} \gamma_{mn}^{(i)} \iint_S \mathbf{J}(r) \cdot \mathbf{e}_{mn}^{(i)*} ds + \frac{\alpha \ln Z_{mn}^{(i)} \gamma_{mn}^{(i)}}{dz} \left\{ \frac{dV_{mn}^{(i)}}{dz} - \frac{1}{a} \frac{da}{dz} \sum_{i'} \sum_{mn'} V_{mn'}^{(i')} C_{mn}^{(i)}(i', i') \right\} \\ & + Z_{mn}^{(i)} \gamma_{mn}^{(i)} \frac{1}{a} \frac{da}{dz} \sum_{i'} \sum_{mn'} \frac{C_{mn}^{(i)}(i', i')}{Z_{mn'}^{(i')} \gamma_{mn'}^{(i')}} \left\{ -\frac{dV_{mn'}^{(i')}}{dz} + \frac{1}{a} \frac{da}{dz} \sum_{i''} \sum_{mn''} V_{mn''}^{(i'')} C_{mn'}^{(i')} (i'', i'') \right\} \\ & + \frac{1}{a} \frac{da}{dz} \sum_{i'} \sum_{mn'} \frac{dV_{mn'}^{(i')}}{dz} C_{mn}^{(i)}(i', i') + \left[\frac{1}{a} \frac{d^2 a}{dz^2} - \left(\frac{1}{a} \frac{da}{dz} \right)^2 \right] \sum_{i'} \sum_{mn'} V_{mn'}^{(i')} C_{mn}^{(i)}(i', i'), \end{aligned} \quad (2)$$

其中 a 为波导半径; $Z_{mn}^{(i)}$ 为相应波型的波阻抗, 对电波 $Z_{mn}^{(1)} = \frac{\gamma_{mn}^{(1)}}{j\omega\epsilon}$, 对磁波 $Z_{mn}^{(2)} = j\omega\mu / \gamma_{mn}^{(2)}$, $\gamma_{mn}^{(i)}$ 为 mn 模式的电波 ($i=1$) 或磁波 ($i=2$) 沿 z 向的传播因子 ($\gamma_{mn}^{(i)})^2 = (k_{cmn}^{(i)})^2 - k^2$; \mathbf{J}_{\perp} , \mathbf{J}_z 分别为横向与纵向电子流密度; $C_{mn}^{(i)}(i', i')$ 表示 mn' 模与 mn 模的耦合系数, 可由文献 [5] 中的有关公式得到

$$C_{mn}^{(i)}(i', i') = \begin{cases} -1 & i = i' = 1, m' = n; \\ -\frac{m^2}{\mu_{mn}^2 - m^2} & i = i' = 2, m' = n; \\ \frac{\chi(-1)^{n+n'} \gamma_{mn}^2}{\gamma_{m'n}^2 - \gamma_{mn}^2} & i = i' = 1, m' \neq n; \\ -\frac{2\mu_{mn}^2 \mu_{mn'}^2}{\mu_{mn}^2 - \mu_{mn'}^2} \cdot \frac{(-1)^{n+n'} (1 - m^2 / \mu_{mn}^2)}{(\mu_{mn}^2 - m^2)^{1/2} (\mu_{mn'}^2 - m^2)^{1/2}} & i = i' = 2, m' \neq n; \\ \frac{(-1)^{n+n'} m \epsilon_m}{(\mu_{mn'}^2 - m^2)^{1/2}} & i = 1, i' = 2; \\ 0 & i = 2, i' = 1. \end{cases} \quad (3)$$

由文献 [6] 可得到电子运动方程

$$\begin{aligned} \frac{du_{\perp}}{dz} = & -\frac{\eta_0 \gamma}{u_z} [E_r \cos(\phi - \varphi) + E_{\varphi} \sin(\phi - \varphi)] + \eta_0 [B_{\varphi} \cos(\phi - \varphi) - B_r \sin(\phi - \varphi)], \\ \frac{d\phi}{dz} = & \frac{\eta_0 \gamma}{u_{\perp} u_z} [E_r \sin(\phi - \varphi) - E_{\varphi} \cos(\phi - \varphi)] + \frac{\eta_0}{u_z} B_z - \frac{\eta_0}{u_{\perp}} [B_r \cos(\phi - \varphi) + B_{\varphi} \sin(\phi - \varphi)], \\ \frac{du_z}{dz} = & \frac{\eta_0 u_{\perp}}{u_z} [B_r \sin(\phi - \varphi) - B_{\varphi} \cos(\phi - \varphi)] - \frac{\eta_0 \gamma}{u_z} E_z, \end{aligned} \quad (4)$$

其中 $u_{\perp} = v_{\perp} \gamma$; $u_z = v_z \gamma$; v_{\perp} , v_z 为电子横向速度与纵向速度; ϕ 为电子运动动量空间角; γ 为相对论因子; η_0 为电子荷质比的绝对值. 方程 (1) (2) 与 (4) 联立, 构成注-波相互作用自洽方程组, 它适用于第 I 与第 II 小腔, 也适用于单腔中的注-波相互作用. 同时该方程组既适合于单模也适合于多模与电子流的自洽相互作用.

腔中存在的电磁场在复合腔的入口及出口处, 分别满足向外辐射的条件

$$\frac{dV_{mn}^{(2)}(z)}{dz} - \gamma_{mn}^{(2)} V_{mn}^{(2)}(z) = 0,$$

$$\sum_{mn} \left| \frac{dV_{mn}^{(i)}(z)}{dz} + \gamma_{mn}^{(i)} V_{mn}^{(i)}(z) \right| = 0. \quad (5)$$

3 注-波相互作用的自洽非线性数值模拟

在上述方程的基础上, 我们编制了多模高次谐波渐变结构复合腔回旋管的注-波相互作用数值模拟程序, 并利用该程序对 8 mm 波段三次谐波渐变结构复合腔回旋管的注-波相互作用进行了大量的自洽非线性数值计算. 假设电子是单能量的, 所有电子的初始回旋中心均在 $r = R_0$ 的圆柱面上, 复合腔工作模式对为 $TE_{51} - TE_{52}$, 冷腔体谐振频率 $f_0 = 37.2$

GHz, R_0 是注波最佳相互作用半径, $R_0 = R_2\mu_{2i}/\mu_{51} \approx R_3\mu_{2i}/\mu_{52}$. 电子注电压为 45 kV, 初始横向与纵向速度比 $\alpha = v_{\perp 0}/v_{z0} = 2.0$. 由电子回旋脉塞谐振条件, 对回旋振荡管, 相互作用区直流纵向磁场 B_{z0} 与频率有关系

$$B_{z0} = \frac{\gamma\omega_0}{\eta_0 s} k_B, \quad (6)$$

k_B 为略小于 1 的磁场系数, s 为电子回旋谐波次数, ω_0 为冷腔体 TE₅₁-TE₅₂ 模式对的谐振角频率.

现在分析复合腔中注-波相互作用以及多模相互耦合的过程. 在 I 腔中, 环形电子注从腔的入口进入, 与 TE₅₁ 驻波场作用. 由渐变连接段在 I 腔中耦合产生的其他电波、磁波模均为截止状态的消失波. 计算表明, 它们与电子注的相互作用可忽略. 在 II 腔中除 TE₅₁, TE₅₂, TM₅₁ 为不截止的波外, 由渐变连接段在 II 腔中耦合产生的其他电波、磁波模均为截止状态的消失波, 与电子注的相互作用可忽略. 在 II 腔的所有渐变段, 均考虑 TE₅₁, TE₅₂, TM₅₁ 三波之间的相互耦合.

在选定的某腔体尺寸下对 4 种情况进行了模拟计算和比较分析.

1) I 腔中 TE₅₁ 模与电子注相互作用, II 腔中只考虑 TE₅₂ 模与电子注相互作用, 并在 II 腔中忽略 TM₅₁ 模与其他模式之间的相互耦合, 只考虑 TE₅₁, TE₅₂ 模之间的相互耦合.

2) 同 1). I 腔中 TE₅₁ 模与电子注相互作用, II 腔中只考虑 TE₅₂ 模与电子注相互作用, 但在 II 腔中均考虑了 TE₅₁, TE₅₂, TM₅₁ 模之间的相互耦合.

3) 多模与电子注相互作用情况 1) 即 I 腔中 TE₅₁ 模与电子注相互作用, II 腔中 TE₅₁, TE₅₂ 模与电子注相互作用, 且在 II 腔中忽略 TM₅₁ 模与其他模式之间的相互耦合, 只考虑 TE₅₁, TE₅₂ 模之间的相互耦合.

4) 多模与电子注相互作用情况 2) 即 I 腔中 TE₅₁ 模与电子注相互作用, II 腔中 TE₅₁, TE₅₂ 模与电子注相互作用, 且在 II 腔中均考虑了 TE₅₁, TE₅₂, TM₅₁ 模之间的相互耦合.

下面给出了以上几种情况的计算结果.

图 2 给出磁场系数为 $k_B = 0.975$ 下 4 种情况的相互作用电子效率随工作电流的变化, 图 3, 图 4 和图 5 给出在磁场系数为 $k_B = 0.975$, 电流为 10 A 时, 4 种情况的各模式归一化场幅值沿轴向的分布, 图 6 给出情况 4) 下磁场系数为 $k_B = 0.975$, 电流为 10 A 时, TE₅₁, TE₅₂ 分别与电子的相互作用效率沿轴向的

分布曲线.

从以上 5 图可以看出: 1. 在 II 腔中, TE₅₁ 与电子注的相互作用相对于 TE₅₂ 而言非常弱, 同时它对腔中各模式的场幅值分布影响非常小, 可以忽略. 其原因在于 TE₅₁ 模式在 II 腔中与电子注失谐, 并且由于渐变段的模式耦合而使 TE₅₁ 的场幅值比 TE₅₂ 小得多. 2. 由于 TM₅₁ 与 TE₅₁, TE₅₂ 之间相互的模式耦合, 改变了腔中各模式的场幅值分布, 从而对注-波相互作用电子效率产生较大的影响. 图 7 给出在情况 4) 下, 不同磁场条件下相互作用电子效率随工作电流的变化. 可以看出, 对三次谐波回旋管, 磁场变化对相互作用效率影响很大, 对于该腔尺寸, 在合适的磁场及电流下, 最高相互作用效率超过 25%.

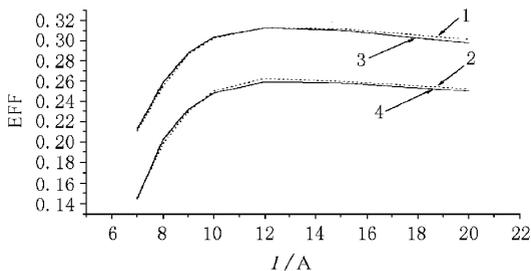


图 2 注-波相互作用电子效率 EFF 与电流 I 关系 ($k_B = 0.975$)
1 为情况 1); 2 为情况 2); 3 为情况 3); 4 为情况 4)

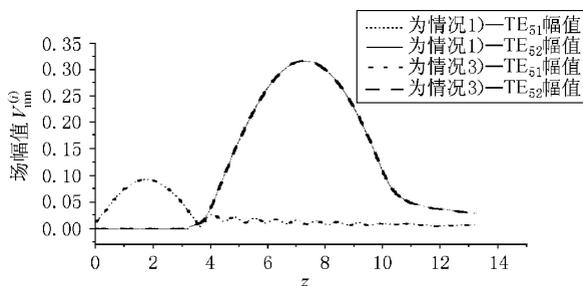


图 3 情况 1), 3) 下 TE₅₁, TE₅₂ 归一化场幅值 $V_{mn}^{(i)}$ 沿轴向 z (归一化值) 的分布 ($k_B = 0.975$; $I = 10$ A)

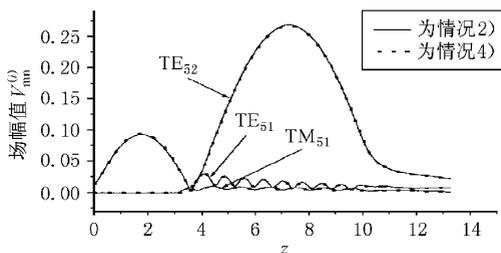


图 4 情况 2), 4) 下 TE₅₁, TE₅₂ 归一化场幅值 $V_{mn}^{(i)}$ 沿轴向 z (归一化值) 的分布 ($k_B = 0.975$; $I = 10$ A)

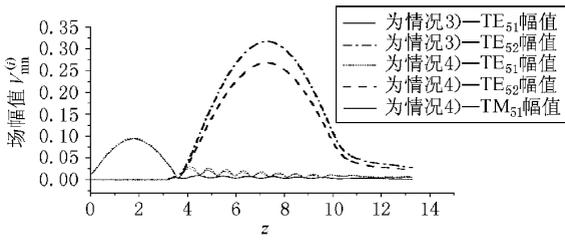


图 5 情况 3) A) 下 $TE_{51}, TE_{52}, TM_{51}$ 归一化场幅值 $V_{mn}^{(i)}$ 沿轴向 z (归一化值) 的分布 ($k_B=0.975; I=10 A$)

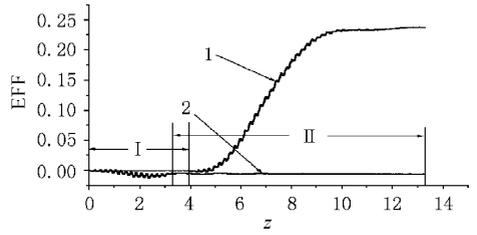


图 6 情况 4) 注-波相互作用电子效率 EFF 沿轴向 z (归一化值) 的分布 ($k_B=0.975, I=10 A$) 1 为 TE_{52} 的相互作用效率 2 为 TE_{51} 的相互作用效率

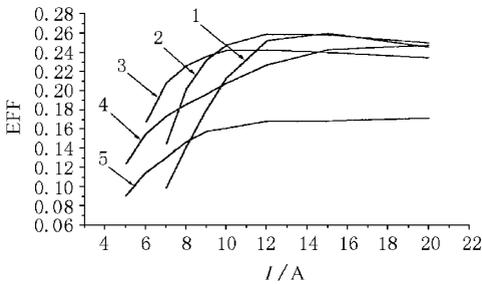


图 7 情况 4) 沿磁场条件下相互作用电子效率 EFF 随工作电流 I 的变化 1 为 $k_B=0.974$; 2 为 $k_B=0.975$; 3 为 $k_B=0.977$; 4 为 $k_B=0.980$; 5 为 $k_B=0.983$

4 结 论

本文在考虑多模与电子注相互作用及多模耦合情

况下,研究了三次谐波复合腔回旋管的注-波相互作用.编制了多模高次谐波渐变结构复合腔回旋管的注-波相互作用数值模拟软件,并对 8 mm 波段三次谐波渐变复合腔回旋管的注-波相互作用在 $H_{51}-H_{52}$ 模式对下,进行了大量的模拟计算,结果发现,在第 II 腔中非工作模式 H_{51} 与电子注的相互作用相对于工作模式 H_{52} 而言非常弱,而非截止波 E_{51} 由于其与 H_{51}, H_{52} 之间相互的模式耦合,改变了腔中各模式的场幅值分布,进而对注-波相互作用电子效率产生较大的影响,因此要精确地研究复合腔回旋管的注-波相互作用,必须要考虑 E_{51} 的影响.此外,通过大量精确的模拟计算,证明了在合适的结构尺寸下,三次谐波渐变复合腔回旋管在较低电压下(45 kV)可以得到较好的注-波相互作用效率(超过 25%).这也为低压、低磁场回旋管的研制提供了可靠的理论参数.

[1] S. A. Malygin, *Radiotekhnika I Elektronika*, **31**(1986), 334.
 [2] Li Hongfu *et al.*, in 21st Int. Conf. IR/MM Waves, (1996).
 [3] Y. Huang, H. F. Li, P. Z. Du, S. G. Liu, *IEEE Trans. on Plasma Science*, **25**(1997), 1406.
 [4] H. F. Li *et al.*, *Acta Physica Sinica*, **49**(2000), 312 [in Chinese] 李宏福等, *物理学报*, **49**(2000), 312]

[5] H. F. Li *et al.*, *Int. J. Electron.*, **65**(1991), 827.
 [6] H. F. Li, L. Ming, *Acta Electronica Sinica*, **19**(2)(1991), 8 [in Chinese] 李宏福、蒙林, *电子学报*, **19**(2)(1991), 8]

A NONLINEAR SIMULATION ON BEAM – WAVE INTERACTION FOR HIGH – HARMONIC COMPLEX CAVITY GYROTRON WITH GRADUAL TRANSITION

YU SHENG LI HONG-FU XIE ZHONG-LIAN LUO YONG

(*Research Institute of High Energy Electronics , University of Electronics Science and Technology of China , Chengdu 610054 , China*)

(Received 23 May 2000 ; revised manuscript received 30 June 2000)

ABSTRACT

Starting from the general transmission line equation with an electron beam , a self-consistent nonlinear analysis on complex cavity gyrotron with gradual transition is presented , in which the multiple modes interacting with an electron beam and the mode coupling are taken into account. The interaction between the electron beam and H_{51} - H_{52} RF field for third-harmonic gyrotron is simulated numerically. The influences of multiple modes on the interaction are analyzed.

Keywords : gyrotron , complex cavity with gradual transition , multiple modes interaction with an electron beam , mode coupling , high-harmonic

PACC : 7210 , 4170 , 1120